

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-037647

(43)Date of publication of application : 05.02.2004

(51)Int.Cl.

G02F 1/03

H04B 10/04

H04B 10/06

H04B 10/14

H04B 10/142

H04B 10/152

H04B 10/26

H04B 10/28

(21)Application number : 2002-192289

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 01.07.2002

(72)Inventor : KOBAYASHI TATSUYA

MIZUOCHI TAKASHI

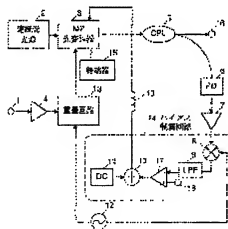
(54) OPTICAL TRANSMITTING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress a decline in the quality of a transmitted light signal caused by operating point drift of an MZ (Mach-Zehnder) optical modulator with inexpensive construction.

SOLUTION: A superposition circuit 13 superposes a signal with 1R [Hz] frequency outputted by a driving circuit 4 and a signal from a dither signal source 12 so as to generate a drive signal of an MZ optical modulator 3 and drive the MZ optical modulator 3. Dither signal component light contained in an output light signal of the MZ optical modulator 3 is converted into an electric signal by a PD (photo diode) 6. In a mixer 8, phase comparison of an output of a preamplifier 7 and the dither signal is carried out. In an LPF (low pass filter) 9, a DC component which is an error signal of an operating point of the MZ optical modulator 3 is detected from an output of the mixer 8. The detected error signal is inputted into a summer 10

through an operational amplifier 17, is added to an output of a DC bias power source 11, that is, converted into bias voltage which compensates the operating point drift of the MZ optical modulator 3 and is applied to



the MZ optical modulator 3 via a coil 19.

*** NOTICES ***

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.*** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1]

A Mach-Zehnder type optical modulator which carries out the modulation process of the modulated light signal according to a driving signal, and outputs a train-of-impulses lightwave signal of the frequency 2R [Hz].

A driving means which generates said driving signal which superimposed a signal of the drive frequency 1R of said Mach-Zehnder type optical modulator [Hz], and a dither signal of low frequency, and is outputted to said Mach-Zehnder type optical modulator,

The lightwave signal/electric signal converting means which changes into an electrical signal a frequency component of said dither signal included in an output light signal of said Mach-Zehnder type optical modulator,

A phase-comparison means to perform a phase comparison of an output signal of said lightwave signal/electric signal converting means, and said dither signal,

A bias control means which generates bias voltage which compensates an operating point drift of said Mach-Zehnder type optical modulator based on a phase comparison result signal of said phase-comparison means,

An optical transmission device characterized by preparation *****.

[Claim 2]

Said bias control means,

A low pass filter which extracts a dc component from a phase comparison result signal of said phase-comparison means,

An amplifying means which amplifies difference of an output signal of said low pass filter, and a control-objectives signal,

A bias voltage generating means which generates bias voltage which adds an output signal of said amplifying means, and predetermined DC bias voltage, and is given to said Mach-Zehnder type optical modulator,

The optical transmission device according to claim 1 characterized by preparation *****.

[Claim 3]

A Mach-Zehnder type optical modulator which carries out the modulation process of the modulated light signal according to a driving signal, and outputs a train-of-impulses lightwave signal of the frequency $2R$ [Hz].

A driving means which generates said driving signal of the drive frequency $1R$ of said Mach-Zehnder type optical modulator [Hz], and is outputted to said Mach-Zehnder type optical modulator,

The lightwave signal/electric signal converting means which changes into an electrical signal a frequency component of a dither signal of low frequency contained in an output light signal of said Mach-Zehnder type optical modulator,

A phase-comparison means to perform a phase comparison of an output signal of said lightwave signal/electric signal converting means, and said dither signal,

A bias control means which superimposes said dither signal on generated bias voltage, and is outputted to said Mach-Zehnder type optical modulator while generating bias voltage which compensates an operating point drift of said Mach-Zehnder type optical modulator based on a phase comparison result signal of said phase-comparison means,

An optical transmission device characterized by preparation *****.

[Claim 4]

An optical transmission device of any one statement of claim 1-3, wherein said modulated light signal is generated from a continuation light light source, a pulse modulation light light source of the frequency $2R$ [Hz], or a pulse modulation light light source of the bit rate $2R$ [bit/sec].

[Claim 5]

An optical transmission device of any one statement of claim 1-4, wherein said Mach-Zehnder type optical modulator operates in having two electrodes and inputting into said two electrodes a driving signal with which polarity differs.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]

This invention relates to the optical transmission device using the Mach-Zehnder (Mach-Zehnder) type optical modulator which is an optical modulator of an extraneous light modulation method.

[0002]

[Description of the Prior Art]

In the conventional optical fiber communications system, the optical transmission device using the optical modulator of the reactance modulation system which acquires the luminous-intensity signal which modulated the laser diode by driving current and is proportional to an electrical signal has been used.

However, since the chirping phenomenon in which the wavelength of light changes will arise in the optical modulator of a reactance modulation system if access speed exceeds several Gbit/sec, In ultra high-speed

and a wide-band-light communications system with the access speed of several [greater than] Gbit/sec, this chirping phenomenon had become a factor which restricts transmission capacity.

[0003]

On the other hand, in the optical modulator of an external modulation system, a chirping phenomenon is acquired comparatively simply [it is dramatically small and / a not less than 10-GHz operation band]. Then, applying the optical transmission device using the optical modulator of the extraneous light modulation method to a large-capacity-optical-communication system is examined. The most general thing as an external modulator is a Mach-Zehnder type optical modulator (henceforth "MZ modulator") using the electrooptic effect of dielectric waveguides, such as lithium NAOBEITO (LiNbO_3).

[0004]

The output light signal $I(t)$ at the time of modulating MZ optical modulator with the modulating signal $S(t)$ is expressed with the following formula (1).

$$I(t) = k [1 + \cos(\beta - S(t) + \delta)] \dots (1)$$

As for a proportionality coefficient and β , in a formula (1), a modulation factor and δ of k are the phases of the operating point.

[0005]

In MZ optical modulator, if it chooses so that it may be referred to as $\beta = \pi/2$, suitable DC voltage may be impressed, using the digital signal of a binary as modulating-signal $S(t)$ and the early phase δ may be $\pi/2$, the lightwave signal thoroughly turned on and off in proportion to a modulating signal will be acquired.

[0006]

When it is considered as $\beta = \pi$ in a formula (1), it chooses so that suitable DC voltage may be impressed and the early phase δ may be set to 0, and the modulating signal $S(t)$ is made into the sine wave of the repeat frequency $1R$ [Hz], the output light signal $I(t)$ is expressed with the following formula (2).

$$I(t) = k [1 + \cos(\pi - \sin(2\pi R t))] \dots (2)$$

[0007]

A formula (2) shows that the output light signal $I(t)$ turns into a lightwave signal turned on and off with the repeat frequency $2R$ [Hz]. Thus, in MZ optical modulator, a lightwave signal twice the frequency of the sine wave signal to impress can also be outputted.

[0008]

However, in MZ optical modulator by usual lithium NAOBEITO (LiNbO_3), if the phase δ of the operating point is constant, it is satisfactory, but since the operating point carries out a drift, there is a problem that the quality of a transmit light signal deteriorates. There are a thermal drift by the pyroelectric effect which a temperature change brings about, and a DC drift which carries out a drift according to the electric charge distribution which the DC voltage impressed to the electrode forms in an element surface in a drift. In order to compensate the operating point change by these drifts, it is required to impress DC voltage (bias voltage) so that the optimal operating point may come.

[0009]

The bias voltage supply control method of MZ optical modulator adopted as below with the optical transmission device using the conventional MZ optical modulator with reference to drawing 9 – drawing 12 is explained. Drawing 9 is a block diagram showing the example of composition of the conventional optical

transmission device. Drawing 10 is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the conventional optical transmission device shown in drawing 9 of each part (when bias voltage is a right value). Drawing 11 is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the conventional optical transmission device shown in drawing 9 of each part (when bias voltage is a little high from a right value). Drawing 12 is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the conventional optical transmission device shown in drawing 9 of each part (when bias voltage is a little low from a right value).

[0010]

The transmission system which the optical transmission device shown in drawing 9 becomes from the input signal terminal 51, the divider 70, the continuation light light source 52, the MZ optical modulator 53, the drive circuit 54, the termination machine 64, and the optical power terminal 65. It comprises a bias voltage control system which consists of the optical coupler 55, the photo-diode (PD) 56, the band pass filter 57, the preamplifier 58, the bias control circuit 62, the coil 69, and the phase converter 63. The bias control circuit 62 is provided with the mixer 59, the low pass filter (LPF) 61, the operational amplifier 60, the adding machine 67, and the source 68 of a DC bias. The positive-phase input terminal (+) of the operational amplifier 60 is connected to the control-objectives volt input terminal 66. In drawing 9, although the coil 69 and the termination machine 64 are shown, MZ type optical modulator which builds in a coil and a termination machine is also known, and use of a coil and a termination machine is not essential.

[0011]

The sine wave signal of the frequency 1R [Hz] is inputted into the input signal terminal 51. The sine wave signal of this frequency 1R [Hz] dichotomizes with the divider 70, one side is inputted into the drive circuit 54, and another side is inputted into the phase converter 63. The drive circuit 54 outputs the driving signal which amplified the sine wave signal of the frequency 1R [Hz] inputted from the divider 70 to 2V_{pi}, and cut the DC component by the capacitor to build in to the drive end of MZ type optical modulator 53. When the drive circuit 54 does not build in a capacitor, a capacitor is required between the drive circuit 54 and MZ type optical modulator 53 because of the prevention from destructive of the drive circuit 54. The phase converter 63 adjusts the phase of the sine wave signal of the frequency 1R [Hz] inputted from the divider 70, and gives it to one input edge of the mixer 59.

[0012]

The MZ optical modulator 53 performs a modulation process for the continuation light which enters from the continuation light light source 52 according to the driving signal from the drive circuit 54, and the DC signal (bias voltage) from the coil 69, and outputs the train-of-impulses lightwave signal of the frequency 2R [Hz]. The modulated lightwave signal is emitted outside from the optical power terminal 65 via the optical coupler 55, and a part enters into PD56 from the optical coupler 55.

[0013]

PD56 changes into an electrical signal the lightwave signal which enters from the optical coupler 55. The band pass filter 57 whose center frequency is 1R [Hz] extracts the signal of the frequency 1R [Hz] ingredient contained in the output signal of PD56. The preamplifier 58 amplifies the output signal of the band pass filter 57, and gives it to the input edge of another side of the mixer 59.

[0014]

The mixer 59 multiplies by the output signal of the preamplifier 58, and the output signal of the phase converter 63, and performs synchronous detection. LPF61 is set as the value in which a cut off frequency is sufficiently lower than $1R$ [Hz].

Only a DC component is extracted from the output signal of the mixer 59.

The operational amplifier 60 performs the differential amplifier of the DC signal which LPF61 outputs, and the input signal of the control-objectives volt input terminal 66. Usually, the input signal of the control-objectives volt input terminal 66 is zero. The adding machine 67 performs addition with the output signal of the DC-bias power supply 68, and the output signal of the operational amplifier 60, and generates bias voltage. Bias voltage is given to the bias terminal of the MZ optical modulator 53 via the coil 69.

[0015]

Thus, in the bias voltage control circuit 62. The DC component which is an error signal is extracted from the output signal of the mixer 59 in LPF61. Because the difference of this error signal and a control-objectives value is called for with the operational amplifier 60 and adds the output signal of the operational amplifier 60, and predetermined DC-bias voltage with the adding machine 67. An error signal is changed into the bias voltage given to the MZ optical modulator 53, and is supplied to the MZ optical modulator 53 via the coil 69.

[0016]

The continuation light which enters from the continuation light light source 52 in the MZ optical modulator 53 by this is modulated by the sine wave signal of the frequency $1R$ [Hz] inputted from the signal input terminal 51, and the pulse form lightwave signal of the frequency $2R$ is emitted outside from the optical power terminal 65. In the process, supply control of bias voltage which operates stably in the optimal operating point for the MZ optical modulator 53 according to a bias voltage control system will be performed.

[0017]

It is still more desirable to use the preamplifier 58 as linearity amplifier. The band pass filter 57 and the preamplifier 58 constitute the sinusoidal extraction means.

PLL etc. can also be used as a sinusoidal extraction means.

[0018]

Next, supply control operation of bias voltage is explained with reference to drawing 10 - drawing 12.

Operation of MZ optical modulator when bias voltage is set up correctly is shown by drawing 10. An input signal (driver voltage) (a) is a signal with which the driving signal and bias voltage of the frequency $1R$ [Hz] were compounded. The operating characteristic curve (b) shows the operating characteristic curve of the MZ optical modulator 53 given by a formula (2). It is shown that bias voltage is set up correctly. As a result, as shown in (c), the pulse form lightwave signal of the frequency $2R$ [Hz] is outputted from the MZ optical modulator 53. As for each pulsed light, amplitude has gathered.

[0019]

In this case, as shown in (d), the level signal of fixed amplitude is outputted from the preamplifier 58. The output of the phase converter 63 is a driving signal of the frequency $1R$ [Hz], as shown in (e). Therefore, the output of the mixer 59 when synchronous detection of the output signal of the preamplifier 58 and the output signal of the phase converter 63 is multiplied by them and carried out is $CxAsin(2\pi f_1 R t + \theta)$, when the output swing of the preamplifier 58 and the constant A are made into the output swing of the

phase converter 63 and it makes theta an initial phase for the constant C. ... (3)

It becomes.

[0020]

The cut off frequency of LPF61 is set up low enough compared with 1R [Hz]. Therefore, the output signal of LPF61 serves as zero level, as shown in (f). That is, it turns out that the signal component of the frequency 1R [Hz] is not observed at the output of LPF61.

[0021]

Operation of MZ optical modulator when bias voltage is a little high from a right value is shown by drawing 11. An input signal (driver voltage) (a) is a signal with which the driving signal and bias voltage of the frequency 1R [Hz] were compounded. The operating characteristic curve (b) shows the operating characteristic curve of the MZ optical modulator 53 given by a formula (2). It is shown that bias voltage is set as a little high place from the right value. Amplitude differs for every cycle and becomes as a result, less constant [the pulse form lightwave signal of the frequency 2R outputted from the MZ optical modulator 53], as shown in (c).

[0022]

In this case, as shown in (d), from the preamplifier 58, the signal for the frequency 1R [Hz] is outputted. The output of the phase converter 63 is as in phase as the output signal of the preamplifier 58, as shown in (e). Therefore, the output of the mixer 59 when synchronous detection of the output signal which is the preamplifier 58, and the output signal of the phase converter 63 is multiplied by them and carried out is, when the constant A is made into the output swing of the phase converter 63 and it makes the constant B the output swing of the preamplifier 58,

$$\begin{aligned} & A \sin(2\pi \times 1Rt) \times B \sin(2\pi \times 1Rt) \\ &= (AB/2) \times \{ \cos(0) - \cos(4\pi \times 1Rt) \} \\ &= (AB/2) \times \{ 1 - \cos(4\pi \times 1Rt) \} \quad \dots (4) \end{aligned}$$

It becomes.

[0023]

The cut off frequency of LPF61 is set up low enough compared with 1R [Hz]. Therefore, the output of LPF61 is set to AB/2. That is, as the output signal of LPF61 is shown in (f), it turns out that it becomes a Masakata-oriented DC signal and the signal of the frequency 1R [Hz] can be detected.

[0024]

Operation of MZ optical modulator when bias voltage is a little low from a right value is shown by drawing 12. An input signal (driver voltage) (a) is a signal with which the driving signal and bias voltage of the frequency 1R [Hz] were compounded. The operating characteristic curve (b) shows the operating characteristic curve of the MZ optical modulator 53 given by a formula (2). It is shown that bias voltage is set as a little low place from the right value. Amplitude differs for every cycle and becomes as a result, less constant [the pulse form lightwave signal of the frequency 2R outputted from the MZ optical modulator 53], as shown in (c).

With drawing 11 (c), the phase serves as relation shifted 180 degrees.

[0025]

In this case, as shown in (d), the signal of the frequency 1R [Hz] is outputted from the preamplifier 58. The output of the phase converter 63 is the output signal and opposite phase of the preamplifier 58, as shown in (e). Therefore, the output of the mixer 59 when synchronous detection of the output signal which is the preamplifier 58, and the output signal of the phase converter 63 is multiplied by them and carried out is, when the constant A is made into the output swing of the phase converter 63 and it makes the constant B the output swing of the preamplifier 58,

$$\begin{aligned} & A \sin(2\pi \times 1R t) \times -B \sin(2\pi \times 1R t) \\ &= (AB/2) \times \{-\cos(0) + \cos(4\pi \times 1R t)\} \\ &= (AB/2) \times (-1 + \cos(4\pi \times 1R t)) \quad \dots (5) \end{aligned}$$

It becomes.

[0026]

The cut off frequency of LPF61 is set up low enough compared with 1R [Hz]. Therefore, the output of LPF61 is set to $-AB/2$. That is, as the output signal of LPF61 is shown in (f), it turns out that it becomes a DC signal of a negative direction and the signal of the frequency 1R [Hz] can be detected.

[0027]

Thus, the error signal corresponding to the gap from the optimal point of bias voltage is outputted from LPF61. Since it is reversed according to the direction of the gap from the right value of bias voltage, the polarity of this error signal can know the direction which controls bias voltage. Therefore, this error signal is inputted into the operational amplifier 60, and the operating point drift of the MZ optical modulator 53 can be oppressed by performing feedback control.

[0028]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]

However, in the conventional bias voltage control method, the signal of 5 [GHz] is usually used as 1R signalling frequency which is a driving signal of MZ optical modulator. Therefore, it is necessary to detect the signalling frequency of 5 [GHz] from the output light signal of MZ optical modulator in PD. Such high-speed PD is expensive. There is a problem that the band pass filter, preamplifier, and mixer which are 5 [GHz] also have expensive center frequency.

[0029]

This invention was made in view of the above, and an object of an invention is to obtain the optical transmission device which can oppress the quality degradation of the transmit light signal by the operating point drift of MZ optical modulator with cheap composition.

[0030]

[Means for Solving the Problem]

To achieve the above objects, this invention is characterized by an optical transmission device comprising the following.

A Mach-Zehnder type optical modulator which carries out the modulation process of the modulated light signal according to a driving signal, and outputs a train-of-impulses lightwave signal of the frequency 2R

[Hz].

A driving means which generates said driving signal which superimposed a signal of the drive frequency 1R of said Mach-Zehnder type optical modulator [Hz], and a dither signal of low frequency, and is outputted to said Mach-Zehnder type optical modulator.

The lightwave signal/electric signal converting means which changes into an electrical signal a frequency component of said dither signal included in an output light signal of said Mach-Zehnder type optical modulator

A phase-comparison means to perform a phase comparison of an output signal of said lightwave signal/electric signal converting means, and said dither signal, and a bias control means which generates bias voltage which compensates an operating point drift of said Mach-Zehnder type optical modulator based on a phase comparison result signal of said phase-comparison means.

[0031]

According to this invention, by a driving means, superposition in a signal of the drive frequency 1R of a Mach-Zehnder type optical modulator [Hz] and a dither signal of low frequency is performed, and a Mach-Zehnder type optical modulator drives. Although bias voltage of a Mach-Zehnder type optical modulator is supplied from a bias control means, feedback control of the supply of this bias voltage is carried out as follows. That is, a part of output signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is changed into an electrical signal in a lightwave signal/electric signal converting means, and a dither signal component contained in an output light signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected. And a phase comparison of an output signal of a lightwave signal/electric signal converting means and an output signal of a dither signal source is performed by phase-comparison means. Subsequently, based on the phase comparison result signal, an error signal of the operating point of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected in a bias control means. A detected error signal is changed into bias voltage which compensates an operating point drift of a Mach-Zehnder type optical modulator, and is impressed to a bias terminal of a Mach-Zehnder type optical modulator.

[0032]

In the above-mentioned invention, an optical transmission device concerning the next invention said bias control means, A low pass filter which extracts a dc component from a phase comparison result signal of said phase-comparison means. It had a bias voltage generating means which generates bias voltage which adds an amplifying means which amplifies difference of an output signal of said low pass filter, and a control-objectives signal, and an output signal of said amplifying means and predetermined DC bias voltage, and is given to said Mach-Zehnder type optical modulator.

[0033]

According to this invention, in the above-mentioned invention, an output signal of a phase-comparison means is inputted into a low pass filter, and a dc component is extracted from a phase comparison result signal by a bias control means. An output signal of a low pass filter is inputted into an amplifying means as an error signal. In an amplifying means, difference of an output signal of a low pass filter and a control-objectives signal is amplified. And bias voltage given to a Mach-Zehnder type optical modulator is generated by adding an output signal of an amplifying means, and predetermined DC bias voltage in a bias

voltage generating means.

[0034]

Next this invention is characterized by an optical transmission device concerning an invention comprising the following.

A Mach-Zehnder type optical modulator which carries out the modulation process of the modulated light signal according to a driving signal, and outputs a train-of-impulses lightwave signal of the frequency 2R [Hz].

A driving means which generates said driving signal of the drive frequency 1R of said Mach-Zehnder type optical modulator [Hz], and is outputted to said Mach-Zehnder type optical modulator.

The lightwave signal/electric signal converting means which changes into an electrical signal a frequency component of a dither signal of low frequency contained in an output light signal of said Mach-Zehnder type optical modulator

A phase-comparison means to perform a phase comparison of an output signal of said lightwave signal/electric signal converting means, and said dither signal, A bias control means which superimposes said dither signal on generated bias voltage, and is outputted to said Mach-Zehnder type optical modulator while generating bias voltage which compensates an operating point drift of said Mach-Zehnder type optical modulator based on a phase comparison result signal of said phase-comparison means.

[0035]

According to this invention, a Mach-Zehnder type optical modulator is driven with a driving signal of the frequency 1R [Hz] which a driving means generates. Although bias voltage of a Mach-Zehnder type optical modulator is supplied from a bias control means, it is superimposed on a dither signal of low frequency by this bias voltage. Therefore, a dither signal is included in an output light signal of a Mach-Zehnder type optical modulator. Feedback control of the supply of bias voltage superimposed on this dither signal is carried out as follows. That is, a part of output signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is changed into an electrical signal in a lightwave signal/electric signal converting means, and a dither signal component contained in an output light signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected. And a phase comparison of an output signal of a lightwave signal/electric signal converting means and a dither signal is performed by phase-comparison means. Subsequently, based on the phase comparison result signal, an error signal of the operating point of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected in a bias control means, A detected error signal is changed into bias voltage which compensates an operating point drift of a Mach-Zehnder type optical modulator, and it is superimposed on it with a dither signal, and it is impressed to a bias terminal of a Mach-Zehnder type optical modulator.

[0036]

As for an optical transmission device concerning the next invention, in the above-mentioned invention, said modulated light signal is generated from a continuation light light source, a pulse modulation light light source of the frequency 2R [Hz], or a pulse modulation light light source of the bit rate 2R [bit/sec].

[0037]

According to this invention, in the above-mentioned invention, a continuation light light source, a pulse modulation light light source of the frequency 2R [Hz], or a pulse modulation light light source of the bit rate

2R [bit/sec] is used for a light source of said modulated light signal.

[0038]

In the above-mentioned invention, said Mach-Zehnder type optical modulator has two electrodes, and the optical transmission device concerning the next invention operates in inputting into said two electrodes a driving signal with which polarity differs.

[0039]

According to this invention, a driving signal with which polarity differs is inputted in the above-mentioned invention by two electrodes which said Mach-Zehnder type optical modulator has. That is, the Mach-Zehnder type optical modulator concerned is a push pull type.

[0040]

[Embodiment of the Invention]

With reference to an accompanying drawing, the suitable embodiment of the optical transmission device concerning this invention is described in detail below.

[0041]

Embodiment 1.

Drawing 1 is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 1. The transmission system which the optical transmission device shown in drawing 1 becomes from the input signal terminal 1, the continuation light light source 2, the MZ optical modulator 3, the drive circuit 4, the termination machine 15, and the optical power terminal 16. It comprises a bias voltage control system which consists of the optical coupler 5, the photo-diode (PD) 6, the preamplifier 7, the bias control circuit 14, the coil 19, the dither signal source 12, and the superposition circuit 13. The superposition circuit 13 superimposes the output signal of the drive circuit 4, and the dither signal from the dither signal source 12. The bias control circuit 14 is provided with the mixer 8, the low pass filter (LPF) 9, the operational amplifier 17, the DC-bias voltage source 11, and the adding machine 10. The positive-phase input terminal (+) of the operational amplifier 17 is connected to the control-objectives volt input terminal 18. In drawing 1, although the coil 19 and the termination machine 15 are shown, MZ type optical modulator which builds in a coil and a termination machine is also known, and use of a coil and a termination machine is not essential.

[0042]

The sine wave signal of the frequency 1R [Hz] which drives the MZ optical modulator 3 is inputted into the input signal terminal 1. The drive circuit 4 amplifies the sine wave signal of the frequency 1R [Hz] impressed to the input signal terminal 1 to 2V_{pi}, and outputs the driving signal to the superposition circuit 13. The superposition circuit 13 outputs the driving signal which superimposed the dither signal of the low frequency fd [Hz] which the dither signal source 12 generates, and the driving signal which the drive circuit 4 outputs, and cut the DC component by the capacitor to build in to the drive end of the MZ optical modulator 3. When the superposition circuit 13 does not build in a capacitor, a capacitor is required between the superposition circuit 13 and MZ type optical modulator 53 because of the prevention from destructive of the superposition circuit 13.

[0043]

The MZ optical modulator 3 performs a modulation process for the continuation light which enters from the

continuation light light source 2 according to the driving signal from the superposition circuit 13, and the DC signal (bias voltage) from the coil 19, and outputs the train-of-impulses lightwave signal of the frequency $2R$ [Hz]. The modulated lightwave signal is emitted outside from the optical power terminal 16 via the optical coupler 5, and a part enters into low speed PD6 from the optical coupler 5.

[0044]

PD6 changes into an electrical signal the dither optical signal ingredient which is a part for the low frequency contained in the lightwave signal which enters from the optical coupler 5. Therefore, a low-speed thing is used PD6. The preamplifier 7 amplifies the output power signal of PD6, and gives it to one input edge of the mixer 8. The dither signal of the low frequency which the dither signal source 12 generates is inputted into the input edge of another side of the mixer 8. Therefore, since the mixer 8 will perform the phase comparison of low speed dither signals, a low-speed thing is used.

[0045]

The output of the mixer 8 is inputted into LPF9. The cut off frequency of LPF9 is set up low enough compared with f_d [Hz]. Therefore, LPF9 extracts only a DC component from the output signal of the mixer 8. The operational amplifier 17 performs the differential amplifier of the output signal of LPF9 impressed to an opposite phase input edge (-), and the input signal of the control-objectives volt input terminal 18 impressed to a positive-phase input terminal (+). Usually, the input signal of the control-objectives volt input terminal 18 is zero. The adding machine 10 performs addition with the output signal of the DC-bias power supply 11, and the output signal of the operational amplifier 17, and generates bias voltage. Bias voltage is given to the drive end of the MZ optical modulator 3 via the coil 19.

[0046]

Thus, in the bias voltage control circuit 14. The DC component which is an error signal is extracted from the output signal of the mixer 8 in LPF9. An error signal is changed into the bias voltage given to the MZ optical modulator 3, and is supplied to the MZ optical modulator 3 via the coil 19 because the difference of this error signal and a control-objectives value is called for with the operational amplifier 17 and adds the output signal of the operational amplifier 17, and predetermined DC-bias voltage with the adding machine 10.

[0047]

The continuation light which enters from the continuation light light source 2 in the MZ optical modulator 3 by this, the driving signal with which the sine wave signal of the frequency $1R$ [Hz] inputted from the signal input terminal 1 was overlapped on the low frequency f_d [Hz] — it becomes irregular and the train-of-impulses lightwave signal of $2R$ [Hz] is emitted outside from the optical power terminal 16. In the process, supply control of bias voltage which operates stably in the optimal operating point to the MZ optical modulator 3 according to a bias voltage control system will be performed.

[0048]

Next, with reference to drawing 2 – drawing 5, the supply control operation of bias voltage performed with the optical transmission device shown in drawing 1 is explained. Drawing 2 is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the optical transmission device shown in drawing 1 of each part (when bias voltage is a right value). Drawing 3 is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the optical transmission device shown in drawing 1 of each part (when bias voltage is a little high from a right value). Drawing 4 is a wave form chart explaining supply control operation of the bias

voltage in the optical transmission device shown in drawing 1 of each part (when bias voltage is a little low from a right value). Drawing 5 is a characteristic figure showing the relation of the output (error signal) of LPF and bias voltage which are shown in drawing 1.

[0049]

Operation of the MZ optical modulator 3 when bias voltage is set up correctly is shown by drawing 2. The input signal (driver voltage) (a) expresses the output signal of the superposition circuit 13 inputted into the MZ optical modulator 3. The dither signal of the low frequency f_d [Hz] outputted from the dither signal source 12 is superimposed by the superposition circuit 13 at MZ optical modulator driving signal which the drive circuit 4 outputs.

[0050]

The operating characteristic curve (b) shows the operating characteristic curve of the MZ optical modulator 3 given by a formula (2). It is shown that bias voltage is set up correctly. As a result, as shown in (c), the low frequency spectrum of frequency $2f_d$ [Hz] is contained in the output light signal of the MZ optical modulator 3. PD6 changes the low frequency spectrum of this frequency $2f_d$ [Hz] into an electrical signal.

[0051]

In this case, as shown in (d), the electrical signal which is frequency $2f_d$ [Hz] is acquired by the output of the preamplifier 7. (e) expresses the dither signal wave form outputted from the dither signal source 12. If the output of the mixer 8 when synchronous detection of the output signal and dither signal of the preamplifier 7 is multiplied by them and carried out makes the constant A the output swing of the dither signal source 12 and the constant B is made into the output swing of the preamplifier 7,

$$\begin{aligned} & A \sin(2\pi \times f_d t) \times B \sin(2\pi \times 2f_d t) \\ &= (AB/2) \times \{ \cos(-2\pi \times 1f_d t) \\ &\quad - \cos(2\pi \times 3f_d t) \} \quad \dots (6) \end{aligned}$$

It becomes.

[0052]

The cut off frequency of LPF9 is set up low enough compared with f_d [Hz]. Therefore, the output of LPF9 serves as zero level, as shown in (f). That is, it turns out that the dither signal component of the frequency f_d [Hz] is not observed at the output of LPF9.

[0053]

Operation of the MZ optical modulator 3 when bias voltage is a little high from a right value is shown by drawing 3. The input signal (driver voltage) (a) expresses the output signal of the superposition circuit 13 inputted into the MZ optical modulator 3. The dither signal of the low frequency f_d [Hz] outputted from the dither signal source 12 is superimposed by the superposition circuit 13 at MZ optical modulator driving signal which the drive circuit 4 outputs.

[0054]

The operating characteristic curve (b) shows the operating characteristic curve of the MZ optical modulator 3 given by a formula (2). It is shown that bias voltage is set as a little high place from the right value. As a

result, as shown in (c), the low frequency spectrum of the frequency f_d [Hz] is contained in the output light signal of the MZ optical modulator 3. PD6 changes the low frequency spectrum of this frequency f_d [Hz] into an electrical signal.

[0055]

In this case, as shown in (d), the electrical signal which is the frequency f_d [Hz] is acquired by the output of the preamplifier 7. (e) expresses the dither signal wave form outputted from the dither signal source 12. (d) And in (e), the output wave and dither signal wave form of the preamplifier 7 have a relation of an opposite phase. If the output of the mixer 8 when synchronous detection of the output signal and dither signal of the preamplifier 7 is multiplied by them and carried out makes the constant A the output swing of the dither signal source 12 and the constant B is made into the output swing of the preamplifier 7, when based on the phase of a dither signal,

$$A \sin(2\pi \times f_d t) \times B \sin(2\pi \times f_d t + \pi) \\ = (AB/2) \times \{-\cos(0) + \cos(2\pi \times 2f_d t)\} \quad \cdot \cdot \quad (7)$$

It becomes.

[0056]

The cut off frequency of LPF9 is set up low enough compared with f_d [Hz]. Therefore, the output of LPF9 becomes $-(AB/2)$. That is, as the output signal of LPF61 is shown in (f), it turns out that it becomes a DC signal of a negative direction and the dither signal component of the frequency f_d [Hz] can be detected.

[0057]

Operation of the MZ optical modulator 3 when bias voltage is a little low from a right value is shown by drawing 4. The input signal (driver voltage) (a) expresses the output signal of the superposition circuit 13 inputted into the MZ optical modulator 3. The dither signal of the low frequency f_d [Hz] outputted from the dither signal source 12 is superimposed by the superposition circuit 13 at MZ optical modulator driving signal which the drive circuit 4 outputs.

[0058]

The operating characteristic curve (b) shows the operating characteristic curve of the MZ optical modulator 3 given by a formula (2). It is shown that bias voltage is set as a little high place from the right value. As a result, as shown in (c), the low frequency spectrum of the frequency f_d [Hz] whose drawing 3 (c) is an opposite phase is contained in the output light signal of the MZ optical modulator 3. PD6 changes the low frequency spectrum of this frequency f_d [Hz] into an electrical signal.

[0059]

In this case, as shown in (d), the electrical signal whose frequency is f_d [Hz] is acquired by the output of the preamplifier 7. (e) expresses the dither signal wave form outputted from the dither signal source 12. (d) And in (e), the output wave and dither signal wave form of the preamplifier 7 have a relation in phase. If the output of the mixer 8 when synchronous detection of the output signal and dither signal of the preamplifier 7 is multiplied by them and carried out makes the constant A the output swing of the dither signal source 12 and the constant B is made into the output swing of the preamplifier 7, when based on the phase of a dither

signal,

$$A \sin(2\pi \times f d t) \times B \sin(2\pi \times f d t) \\ = (AB/2) \times \{ \cos(0) - \cos(2\pi \times 2 f d t) \} \quad \cdot \cdot \quad (8)$$

It becomes.

[0060]

The cut off frequency of LPF9 is set up low enough compared with f_d [Hz]. Therefore, the output of LPF9 is set to $AB/2$. That is, as the output signal of LPF9 is shown in (f), it turns out that it becomes a Masakata-oriented DC signal and the dither signal component of the frequency f_d [Hz] can be detected.

[0061]

The relation between the output (error signal) of LPF9 and bias voltage is shown, for example in drawing 5. In drawing 5, a horizontal axis is bias voltage, and optimum voltage point zero are specified in the center, there to left-hand side is low bias voltage, and it supposes that right-hand side is high bias voltage. A vertical axis is an error signal, and zero level is specified in the center, there to the upper part is straight polarity (+), and it supposes that a lower part is negative polarity (-).

[0062]

In drawing 5, when bias voltage has set it as the optimum voltage point 0, an error signal is zero level. It is the case shown in drawing 2. If bias voltage is more highly set up from the optimum voltage point 0, an error signal will be set to the level which shifted to the negative polarity side from zero level. It is the case shown in drawing 3. If bias voltage is set up lowness from the optimum voltage point 0, an error signal will be set to the level which shifted to the straight polarity side from zero level. It is the case shown in drawing 4.

[0063]

Thus, from LPF9, the error signal corresponding to the gap from the optimal point 0 of bias voltage is outputted. Therefore, the problem of the operating point drift of the MZ optical modulator 3 can be solved because the bias control circuit 14 controls the bias voltage impressed to the MZ optical modulator 3, so that an error signal may serve as zero level, and the quality degradation of the lightwave signal emitted from the optical power terminal 16 can be controlled.

[0064]

Embodiment 2.

Drawing 6 is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 2. In drawing 6, the same numerals are given to the composition shown in drawing 1, identitas, or equivalent component part. Here, it explains focusing on the portion in connection with Embodiment 2.

[0065]

The optical transmission device by Embodiment 2 omits the superposition circuit 13, and he is trying to superimpose the dither signal from the dither signal source 12 on bias voltage with the adding machine 10 in the composition shown in Embodiment 1 (drawing 1), as shown in drawing 6.

[0066]

According to this composition, the same operation effect as Embodiment 1 is obtained, and the quality degradation by the operating point drift of the MZ optical modulator 3 in the lightwave signal emitted from the optical power terminal 16 can be controlled.

[0067]

Embodiment 3.

Drawing 7 is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 3. In drawing 7, the same numerals are given to the composition shown in drawing 1, identical, or equivalent component part. Here, it explains focusing on the portion in connection with Embodiment 3.

[0068]

As shown in drawing 7, in the composition shown in Embodiment 1 (drawing 1), the optical transmission device by Embodiment 3 is replaced with the continuation light light source 2, and the pulse modulation light light source 21 is formed. The pulse modulation light light source 21 can emit the pulse modulation light of the frequency $2R$ [Hz], or the pulse modulation light of the bit rate $2R$ [bit/sec].

[0069]

As such a pulse modulation light light source 21, what modulated continuation light to pulse form with what carried out gain switching of the semiconductor laser, the ring oscillator using a fiber type light amplifier, and MZ optical modulator, for example can be used.

[0070]

According to this Embodiment 3, the same operation effect as Embodiment 1 is obtained, and the quality degradation by the operating point drift of the MZ optical modulator 3 in the lightwave signal emitted from the optical power terminal 16 can be controlled.

[0071]

Embodiment 4.

Drawing 8 is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 4. In drawing 8, the same numerals are given to the composition shown in drawing 1, identical, or equivalent component part. Here, it explains focusing on the portion in connection with Embodiment 4.

[0072]

As shown in drawing 8, in the composition shown in Embodiment 1 (drawing 1), the optical transmission device by Embodiment 4 is replaced with the MZ optical modulator 3, the MZ optical modulator 31 is formed, and the phase converter 32 and the divider 33 are formed in connection with it. The termination machine 34 is formed.

[0073]

The MZ optical modulator 31 is a push pull type MZ optical modulator which has two electrodes. The divider 33 generates the modulator driving signal which divided the output signal amplitude of the superposition circuit 13 into two equally. The direct entry of one side of the modulator driving signal which the divider 33 generates is carried out to one side of two electrodes which a push pull type MZ optical modulator has. Another side of the modulator driving signal which the divider 33 generates is inputted into another side of two electrodes which a 180-degree phase shift is carried out with the phase converter 32, and a push pull

type MZ optical modulator has. That is, the modulator driving signal with which 180 degrees of phases differ is inputted into two electrodes which the MZ optical modulator 31 has.

[0074]

According to this composition, the same operation effect as Embodiment 1 is obtained, and the quality degradation by the operating point drift of the MZ optical modulator 31 in the lightwave signal emitted from the optical power terminal 16 can be controlled. In addition, since the push pull type MZ optical modulator was used, the reduction effect of the chirp contained during optical power is acquired.

[0075]

[Effect of the Invention]

As explained above, according to this invention, by a driving means, superposition in the signal of the frequency $1R$ of a Mach-Zehnder type optical modulator [Hz] and the dither signal of a low frequency wave is performed, and a Mach-Zehnder type optical modulator drives. Although the bias voltage of a Mach-Zehnder type optical modulator is supplied from a bias control means, feedback control of the supply of this bias voltage is carried out as follows. That is, a part of output signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is changed into an electrical signal in a lightwave signal/electric signal converting means, and the dither signal component contained in the output light signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected. And the phase comparison of the output signal of a lightwave signal/electric signal converting means and the output signal of a dither signal source is performed by the phase-comparison means. Subsequently, based on the phase comparison result signal, the error signal of the operating point of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected in a bias control means, The detected error signal is changed into the bias voltage which compensates the operating point drift of a Mach-Zehnder type optical modulator, and is impressed to the bias terminal of a Mach-Zehnder type optical modulator. Since an operating point drift is compensated with a Mach-Zehnder type optical modulator by this, the quality degradation of the transmit light signal by the operating point drift of a Mach-Zehnder type optical modulator is controlled by it. Here, since a low-speed thing may be used, a lightwave signal/electric signal converting means, and a phase-comparison means can be constituted cheaply.

[0076]

According to the next invention, in the above-mentioned invention, the output signal of a phase-comparison means is inputted into a low pass filter, and a dc component is extracted from a phase comparison result signal by a bias control means. The output signal of a low pass filter is inputted into an amplifying means as an error signal. In an amplifying means, the difference of the output signal of a low pass filter and a control-objectives signal is amplified. And the bias voltage given to a Mach-Zehnder type optical modulator is generated by adding the output signal of an amplifying means, and predetermined DC bias voltage in a bias voltage generating means. Thus, in a bias control means, the bias voltage which compensates an operating point drift can be generated, and a Mach-Zehnder type optical modulator can be supplied.

[0077]

According to the next invention, a Mach-Zehnder type optical modulator is driven with the driving signal of the frequency $1R$ [Hz] which a driving means generates. Although the bias voltage of a Mach-Zehnder type optical modulator is supplied from a bias control means, it is superimposed on the dither signal of low frequency by this bias voltage. Therefore, the dither signal is included in the output light signal of the

Mach-Zehnder type optical modulator. Feedback control of the supply of the bias voltage superimposed on this dither signal is carried out as follows. That is, a part of output signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is changed into an electrical signal in a lightwave signal/electric signal converting means, and the dither signal component contained in the output light signal of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected. And the phase comparison of the output signal of a lightwave signal/electric signal converting means and a dither signal is performed by the phase-comparison means. Subsequently, based on the phase comparison result signal, the error signal of the operating point of a Mach-Zehnder type optical modulator is detected in a bias control means. The detected error signal is changed into the bias voltage which compensates the operating point drift of a Mach-Zehnder type optical modulator with a bias control means, and it is superimposed on it with a dither signal, and it is impressed to the bias terminal of a Mach-Zehnder type optical modulator. As for a Mach-Zehnder type optical modulator, since an operating point drift is compensated by this, the quality degradation of the transmit light signal by the operating point drift of a Mach-Zehnder type optical modulator is controlled by it. Here, since a low-speed thing may be used, a lightwave signal/electric signal converting means, and a phase-comparison means can be constituted cheaply.

[0078]

According to the next invention, in the above-mentioned invention, a continuation light light source, the pulse modulation light light source of the frequency $2R$ [Hz], or the pulse modulation light light source of the bit rate $2R$ [bit/sec] can be used for the light source of a modulated light signal.

[0079]

According to the next invention, the driving signal with which polarity differs is inputted in the above-mentioned invention by two electrodes which a Mach-Zehnder type optical modulator has. That is, the Mach-Zehnder type optical modulator concerned is a push pull type. this — the quality degradation of the transmit light signal by the operating point drift of a Mach-Zehnder type optical modulator is controlled — in addition, the reduction effect of the chirp contained in a lightwave signal is acquired.

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 1.

[Drawing 2] It is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the optical transmission device shown in drawing 1 of each part (when bias voltage is a right value).

[Drawing 3] It is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the optical transmission device shown in drawing 1 of each part (when bias voltage is a little high from a right value).

[Drawing 4] It is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the optical transmission device shown in drawing 1 of each part (when bias voltage is a little low from a right value).

[Drawing 5] It is a characteristic figure showing the relation of the output (error signal) of a mixer and bias voltage which are shown in drawing 1.

[Drawing 6] It is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 2.

[Drawing 7] It is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 3.

[Drawing 8] It is a block diagram showing the composition of the optical transmission device which is this embodiment of the invention 4.

[Drawing 9] It is a block diagram showing the example of composition of the conventional optical transmission device.

[Drawing 10] It is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the conventional optical transmission device shown in drawing 9 of each part (when bias voltage is a right value).

[Drawing 11] It is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the conventional optical transmission device shown in drawing 9 of each part (when bias voltage is a little high from a right value).

[Drawing 12] It is a wave form chart explaining supply control operation of the bias voltage in the conventional optical transmission device shown in drawing 9 of each part (when bias voltage is a little low from a right value).

[Description of Notations]

1 An input signal terminal and 2 A continuation light light source and 3 Mach-Zehnder type optical modulator (MZ optical modulator: single type), 4 A drive circuit and 5 An optical coupler (CPL) and 6 A photo detector (PD) and 7 Preamplifier, 8 A mixer and 9 A low pass filter (LPF) and 10 An adding machine and 11 DC-bias voltage source, 12 A dither signal source and 13 A superposition circuit and 14 A bias control circuit, and 15 and 34 Termination machine, 16 An optical power terminal and 17 An operational amplifier and 18 A control-objectives volt input terminal and 19 A coil and 21 A pulse modulation light light source and 31 A Mach-Zehnder type optical modulator (MZ optical modulator: push pull type), 32 A phase converter and 33 Divider.

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-37647

(P2004-37647A)

(43) 公開日 平成16年2月5日(2004.2.5)

(51) Int. Cl.⁷

G02F 1/03
H04B 10/04
H04B 10/06
H04B 10/14
H04B 10/142

F I

G02F 1/03 502
H04B 9/00 L
H04B 9/00 Y
H04B 9/00 S

テーマコード(参考)

2H079

5K102

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 18 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2002-192289(P2002-192289)

(22) 出願日 平成14年7月1日(2002.7.1)

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(74) 代理人 100089118

弁理士 酒井 宏明

(72) 発明者 小林 電也

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 水落 隆司

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

Fターム(参考) 2H079 AA02 AA12 BA01 BA03 CA05

EA05 FA01 FA04 HA23

最終頁に続く

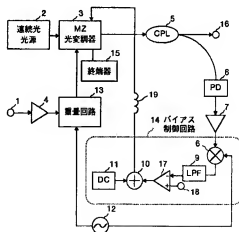
(54) 【発明の名称】 光送信装置

(57) 【要約】

【課題】 安価な構成でMZ光変調器の動作点ドリフトによる送信光信号の品質劣化を抑制できるようにする。

【解決手段】 重畳回路13は、駆動回路4が出力する周波数1R [Hz]の信号とディザ信号源12からの信号とを重畳してMZ光変調器3の駆動信号を生成しMZ光変調器3を駆動する。MZ光変調器3の出力光信号に含まれるディザ信号成分光がPD6にて電気信号に変換される。ミキサ8では、プリアンプ7の出力とディザ信号との位相比較が行われる。LPF9では、ミキサ8の出力からMZ光変調器3の動作点の誤差信号であるDC成分が検出される。検出された誤差信号は演算増幅器17を介して加算器10に入力され、DCバイアス電圧源11の出力と加算され、すなわちMZ光変調器3の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧に変換され、コイル19を介してMZ光変調器3に印加される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

被変調光信号を駆動信号に従って変調処理して周波数 $2R$ [Hz] のパルス列光信号を出力するマッハツェンダ型光変調器と、

前記マッハツェンダ型光変調器の駆動周波数 $1R$ [Hz] の信号と低周波数のディザ信号とを重畳した前記駆動信号を発生し前記マッハツェンダ型光変調器に対して出力する駆動手段と、

前記マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれる前記ディザ信号の周波数成分を電気信号に変換する光信号／電気信号変換手段と、

前記光信号／電気信号変換手段の出力信号と前記ディザ信号との位相比較を行う位相比較手段と、 10

前記位相比較手段の位相比較結果信号に基づいて前記マッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧を発生するバイアス制御手段と、

を備えたことを特徴とする光送信装置。

【請求項 2】

前記バイアス制御手段は、

前記位相比較手段の位相比較結果信号から直流成分を抽出するローパスフィルタと、

前記ローパスフィルタの出力信号と制御目標信号との差分を増幅する増幅手段と、

前記増幅手段の出力信号と所定の直流バイアス電圧とを加算し前記マッハツェンダ型光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段と、 20

を備えたことを特徴とする請求項 1 に記載の光送信装置。

【請求項 3】

被変調光信号を駆動信号に従って変調処理して周波数 $2R$ [Hz] のパルス列光信号を出力するマッハツェンダ型光変調器と、

前記マッハツェンダ型光変調器の駆動周波数 $1R$ [Hz] の前記駆動信号を発生し前記マッハツェンダ型光変調器に対して出力する駆動手段と、

前記マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれる低周波数のディザ信号の周波数成分を電気信号に変換する光信号／電気信号変換手段と、

前記光信号／電気信号変換手段の出力信号と前記ディザ信号との位相比較を行う位相比較手段と、 30

前記位相比較手段の位相比較結果信号に基づいて前記マッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧を発生するとともに、発生したバイアス電圧に前記ディザ信号を重畳して前記マッハツェンダ型光変調器に出力するバイアス制御手段と、

を備えたことを特徴とする光送信装置。

【請求項 4】

前記被変調光信号は、連続光光源、または周波数 $2R$ [Hz] のパルス変調光光源ないしはビットレート $2R$ [bit/sec] のパルス変調光光源から生成されることを特徴とする請求項 1～3 のいずれか一つに記載の光送信装置。

【請求項 5】

前記マッハツェンダ型光変調器は、電極を 2 つ有し、前記 2 つの電極に極性が異なる駆動信号を入力することで動作することの特徴とする請求項 1～4 のいずれか一つに記載の光送信装置。 40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、外部光変調方式の光変調器であるマッハツェンダ (Mach-Zehnder) 型光変調器を用いた光送信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来の光通信システムでは、レーザーダイオードを駆動電流で変調して電気信号に比例し 50

た光の強度信号を得る直接変調方式の光変調器を用いた光送信装置が用いられてきた。しかし、直接変調方式の光変調器では、伝送速度が数 Gbit/sec を超えるとき、光の波長が変化するチャープ現象が生ずるので、伝送速度が数 Gbit/sec を超える超高速・広帯域光通信システムでは、このチャープ現象が伝送容量を制限する要因となっていた。

【0003】

一方、外部変調方式の光変調器では、チャープ現象が非常に小さく、10GHz 以上の動作帯域も比較的簡単に得られる。そこで、外部光変調方式の光変調器を用いた光送信装置を大容量光通信システムに適用することが検討されている。外部変調器として最も一般的なのは、リチウムナイオベート (LiNbO₃) などの誘電体導波路の電気光学効果 10
 装置を利用したマッハツェンダ型光変調器 (以下、「MZ 変調器」という) である。

【0004】

MZ 光変調器を変調信号 $S(t)$ で変調した場合の出力光信号 $I(t)$ は次の式 (1) で表される。

$$I(t) = k \{1 + \cos(\beta \cdot S(t) + \delta)\} \quad \dots (1)$$

なお、式 (1) において、 k は比例係数、 β は変調度、 δ は動作点の位相である。

【0005】

MZ 光変調器では、変調信号 $S(t)$ として 2 値のデジタル信号を用い、 $\beta = \pi/2$ とし、適当な DC 電圧を印加して初期の位相 δ が $\pi/2$ となるように選ぶと、変調信号に比例して完全にオン/オフする光信号が得られる。 20

【0006】

また、式 (1) において $\beta = \pi$ とし、適当な DC 電圧を印加して初期の位相 δ が 0 となるように選び、変調信号 $S(t)$ を繰り返し周波数 $1R$ [Hz] の正弦波とすると、出力光信号 $I(t)$ は次の式 (2) で表される。

$$I(t) = k \{1 + \cos(\pi \cdot \sin(2\pi R t))\} \quad \dots (2)$$

【0007】

式 (2) から、出力光信号 $I(t)$ は、繰り返し周波数 $2R$ [Hz] でオン/オフする光信号となることがわかる。このように、MZ 光変調器では、印加する正弦波信号の倍の周波数の光信号を出力することもできる。

【0008】

ところが、通常のリチウムナイオベート (LiNbO₃) による MZ 光変調器では、動作点の位相 δ が一定であれば問題ないが、動作点がドリフトしてしまうので、送信光信号の品質が劣化するという問題がある。ドリフトには、温度変化がもたらす焦電効果による熱ドリフトと、電極に印加した DC 電圧が素子表面に形成する電荷分布によってドリフトする DC ドリフトとがある。これらのドリフトによる動作点変動を補償するために、最適な動作点になるように DC 電圧 (バイアス電圧) を印加することが必要である。 30

【0009】

以下に図 9～図 12 を参照して、従来の MZ 光変調器を用いた光送信装置で採用されている MZ 光変調器のバイアス電圧供給制御方法を説明する。なお、図 9 は、従来の光送信装置の構成例を示すブロック図である。図 10 は、図 9 に示す従来の光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である (バイアス電圧が正しい値の場合)。図 11 は、図 9 に示す従来の光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である (バイアス電圧が正しい値から若干高い場合)。図 12 は、図 9 に示す従来の光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である (バイアス電圧が正しい値から若干低い場合)。 40

【0010】

図 9 に示す光送信装置は、入力信号端子 51 とデバイダ 70 と連続光光源 52 と MZ 光変調器 53 と駆動回路 54 と終端器 64 と光出力端子 65 とからなる送信系と、光カプラ 55 とフォトダイオード (PD) 56 とバンドパスフィルタ 57 とプリアンプ 58 とバイアス制御回路 62 とコイル 69 と移相器 63 とからなるバイアス電圧制御系とで構成されて 50

いる。バイアス制御回路 62 は、ミキサ 59 とローパスフィルタ (LPF) 61 と演算増幅器 60 と加算器 67 と DC バイアス源 68 とを備えている。演算増幅器 60 の正相入力端 (+) は、制御目標電圧入力端子 66 に接続されている。なお、図 9 では、コイル 69 と終端器 64 が示されているが、コイルおよび終端器を内蔵する MZ 型光変調器も知られており、コイルおよび終端器の使用は本質的ではない。

【0011】

入力信号端子 51 には、周波数 1R [Hz] の正弦波信号が入力される。この周波数 1R [Hz] の正弦波信号は、デバイダ 70 にて 2 分岐され、一方が駆動回路 54 に入力され、他方が移相器 63 に入力される。駆動回路 54 は、デバイダ 70 から入力される周波数 1R [Hz] の正弦波信号を $2\sqrt{\pi}$ まで増幅し、内蔵するコンデンサによって DC 成分をカットした駆動信号を MZ 型光変調器 53 の駆動端に出力する。なお、駆動回路 54 がコンデンサを内蔵しない場合は、駆動回路 54 の破壊防止のために、駆動回路 54 と MZ 型光変調器 53 との間にコンデンサが必要である。移相器 63 は、デバイダ 70 から入力される周波数 1R [Hz] の正弦波信号の位相を調整してミキサ 59 の一方の入力端に与える。

10

【0012】

MZ 光変調器 53 は、連続光光源 52 から入射される連続光を駆動回路 54 からの駆動信号とコイル 69 からの DC 信号 (バイアス電圧) とに従って変調処理を行い、周波数 2R [Hz] のパルス列光信号を出力する。変調された光信号は、光カプラ 55 を介して光出力端子 65 から外部に出射され、一部が光カプラ 55 から PD 56 に入射される。

20

【0013】

PD 56 は、光カプラ 55 から入射される光信号を電気信号に変換する。中心周波数が 1R [Hz] であるバンドパスフィルタ 57 は、PD 56 の出力信号中に含まれる周波数 1R [Hz] 成分の信号を抽出する。プリアンプ 58 は、バンドパスフィルタ 57 の出力信号を増幅し、ミキサ 59 の他方の入力端に与える。

【0014】

ミキサ 59 は、プリアンプ 58 の出力信号と移相器 63 の出力信号とを掛け算して同期検波を実行する。LPF 61 は、カットオフ周波数が 1R [Hz] よりも十分低い値に設定されており、ミキサ 59 の出力信号から DC 成分のみを抽出する。演算増幅器 60 は、LPF 61 が出力する DC 信号と制御目標電圧入力端子 66 の入力信号との差動増幅を行う。通常、制御目標電圧入力端子 66 の入力信号はゼロである。加算器 67 は、DC バイアス電源 68 の出力信号と演算増幅器 60 の出力信号との加算を行い、バイアス電圧を発生する。バイアス電圧は、コイル 69 を介して MZ 光変調器 53 のバイアス端子に与えられる。

30

【0015】

このように、バイアス電圧制御回路 62 では、ミキサ 59 の出力信号から誤差信号である DC 成分が LPF 61 にて抽出され、この誤差信号と制御目標値との差分が演算増幅器 60 にて求められ、演算増幅器 60 の出力信号と所定の DC バイアス電圧とを加算器 67 にて加算することで、誤差信号が MZ 光変調器 53 に与えるバイアス電圧に変換され、コイル 69 を介して MZ 光変調器 53 に供給される。

40

【0016】

これによって、MZ 光変調器 53 においては、連続光光源 52 から入射される連続光が信号入力端子 51 から入力される周波数 1R [Hz] の正弦波信号によって変調され、周波数 2R のパルス状光信号が光出力端子 65 から外部に出射される。その過程で、バイアス電圧制御系によって MZ 光変調器 53 に最適な動作点で安定的に動作するようなバイアス電圧の供給制御が行われることになる。

【0017】

なお、プリアンプ 58 を線形アンプとすることはさらに望ましい。また、バンドパスフィルタ 57 とプリアンプ 58 は、正弦波抽出手段を構成しており、正弦波抽出手段としては PLL などを用いることもできる。

50

【0018】

次に、図10～図12を参照して、バイアス電圧の供給制御動作について説明する。図10では、バイアス電圧が正しく設定されたときのMZ光変調器の動作が示されている。入力信号（駆動電圧）（a）は、周波数1R [Hz]の駆動信号とバイアス電圧とが合成された信号である。動作特性曲線（b）は、式（2）で与えられるMZ光変調器53の動作特性曲線を示している。バイアス電圧が正しく設定されていることが示されている。その結果、（c）に示すように、MZ光変調器53から周波数2R [Hz]のパルス状光信号が出力される。各パルス光は、振幅が揃っている。

【0019】

この場合には、（d）に示すように、プリアンプ58からは、一定振幅のレベル信号が出力される。移相器63の出力は、（e）に示すように、周波数1R [Hz]の駆動信号である。したがって、プリアンプ58の出力信号と移相器63の出力信号とを掛け算して同期検波したときのミキサ59の出力は、定数Cをプリアンプ58の出力振幅、定数Aを移相器63の出力振幅、 θ を初期位相とすると、 $C \times A \sin(2\pi \times 1Rt + \theta)$

・・・（3）

となる。

【0020】

LPF61のカットオフ周波数は、1R [Hz]に比べて十分低く設定されている。したがって、LPF61の出力信号は、（f）に示すように、0レベルとなる。すなわち、LPF61の出力には、周波数1R [Hz]の信号成分は観測されないことがわかる。

【0021】

図11では、バイアス電圧が正しい値からやや高いときのMZ光変調器の動作が示されている。入力信号（駆動電圧）（a）は、周波数1R [Hz]の駆動信号とバイアス電圧とが合成された信号である。動作特性曲線（b）は、式（2）で与えられるMZ光変調器53の動作特性曲線を示している。バイアス電圧が正しい値からやや高い所に設定されていることが示されている。その結果、（c）に示すように、MZ光変調器53から出力される周波数2Rのパルス状光信号は、振幅が1周期毎に異なり、一定ではなくなる。

【0022】

この場合には、（d）に示すように、プリアンプ58からは、周波数分1R [Hz]の信号が出力される。移相器63の出力は、（e）に示すように、プリアンプ58の出力信号と同相である。したがって、プリアンプ58の出力信号と移相器63の出力信号とを掛け算して同期検波したときのミキサ59の出力は、定数Aを移相器63の出力振幅、定数Bをプリアンプ58の出力振幅とすると、

$$\begin{aligned} & A \sin(2\pi \times 1Rt) \times B \sin(2\pi \times 1Rt) \\ &= (AB/2) \times \{\cos(0) - \cos(4\pi \times 1Rt)\} \\ &= (AB/2) \times \{1 - \cos(4\pi \times 1Rt)\} \quad \dots (4) \end{aligned}$$

となる。

【0023】

LPF61のカットオフ周波数は、1R [Hz]に比べて十分低く設定されている。したがって、LPF61の出力は、 $AB/2$ となる。つまり、LPF61の出力信号は、（f）に示すように、正方向のDC信号となり、周波数1R [Hz]の信号が検出できることがわかる。

【0024】

図12では、バイアス電圧が正しい値からやや低いときのMZ光変調器の動作が示されている。入力信号（駆動電圧）（a）は、周波数1R [Hz]の駆動信号とバイアス電圧とが合成された信号である。動作特性曲線（b）は、式（2）で与えられるMZ光変調器53の動作特性曲線を示している。バイアス電圧が正しい値からやや低い所に設定されていることが示されている。その結果、（c）に示すように、MZ光変調器53から出力され

10

20

30

40

50

る周波数 $2R$ のパルス状光信号は、振幅が 1 周期毎に異なり、一定ではなくなる。図 1 (c) とは、位相が 180 度ずれた関係となっている。

【0025】

この場合には、(d) に示すように、プリアンプ 58 からは、周波数 $1R$ [Hz] の信号が出力される。移相器 63 の出力は、(e) に示すように、プリアンプ 58 の出力信号と逆相である。したがって、プリアンプ 58 の出力信号と移相器 63 の出力信号とを掛け算して同期検波したときのミキサ 59 の出力は、定数 A を移相器 63 の出力振幅、定数 B をプリアンプ 58 の出力振幅とすると、

$$\begin{aligned} A \sin(2\pi \times 1Rt) \times B \sin(2\pi \times 1Rt) \\ = (AB/2) \times \{-\cos(0) + \cos(4\pi \times 1Rt)\} \\ = (AB/2) \times (-1 + \cos(4\pi \times 1Rt)) \quad \dots (5) \end{aligned}$$

10

となる。

【0026】

LPF61 のカットオフ周波数は、 $1R$ [Hz] に比べて十分低く設定されている。したがって、LPF61 の出力は、 $-AB/2$ となる。つまり、LPF61 の出力信号は、(f) に示すように、負方向の DC 信号となり、周波数 $1R$ [Hz] の信号が検出できることがわかる。

【0027】

このようにして、バイアス電圧の最適点からのずれに対応した誤差信号が LPF61 から出力される。この誤差信号の極性は、バイアス電圧の正しい値からのずれの方向に応じて反転するので、バイアス電圧を制御する方向を知ることができる。したがって、この誤差信号を演算増幅器 60 に入力し、フィードバック制御を行うことで、MZ 光変調器 53 の動作点ドリフトが抑圧できる。

20

【0028】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来のバイアス電圧制御方法では、通常、MZ 光変調器の駆動信号である $1R$ 周波数信号として 5 [GHz] の信号が用いられる。したがって、PD では、MZ 光変調器の出力光信号から 5 [GHz] の周波数信号を検出する必要がある。そのような高速 PD は、高価である。また、中心周波数が 5 [GHz] であるバンドパスフィルタ、プリアンプおよびミキサも高価であるという問題がある。

30

【0029】

この発明は、上記に鑑みてなされたもので、安価な構成で MZ 光変調器の動作点ドリフトによる送信光信号の品質劣化が抑圧できる光送信装置を得ることを目的とする。

【0030】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、この発明にかかる光送信装置は、被変調光信号を駆動信号に従って変調処理して周波数 $2R$ [Hz] のパルス列光信号を出力するマッハツェンダ型光変調器と、前記マッハツェンダ型光変調器の駆動周波数 $1R$ [Hz] の信号と低周波数のディザ信号とを重畳した前記駆動信号を発生し前記マッハツェンダ型光変調器に対して出力する駆動手段と、前記マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれる前記ディザ信号の周波数成分を電気信号に変換する光信号／電気信号変換手段と、前記光信号／電気信号変換手段の出力信号と前記ディザ信号との位相比較を行う位相比較手段と、前記位相比較手段の位相比較結果信号に基づいて前記マッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧を発生するバイアス制御手段とを備えたことを特徴とする。

40

【0031】

この発明によれば、駆動手段によって、マッハツェンダ型光変調器の駆動周波数 $1R$ [Hz] の信号と低周波数のディザ信号との重畳が行われ、マッハツェンダ型光変調器が駆動される。マッハツェンダ型光変調器のバイアス電圧は、バイアス制御手段から供給される

50

が、このバイアス電圧の供給は、次のようにしてフィードバック制御される。すなわち、マッハツェンダ型光変調器の出力信号の一部が光信号／電気信号変換手段にて電気信号に変換され、マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれるディザ信号成分が検出される。そして、位相比較手段にて、光信号／電気信号変換手段の出力信号とディザ信号源の出力信号との位相比較が行われる。ついで、バイアス制御手段にて、その位相比較結果信号に基づきマッハツェンダ型光変調器の動作点の誤差信号が検出され、検出された誤差信号がマッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧に変換され、マッハツェンダ型光変調器のバイアス端子に印加される。

【0032】

つぎの発明にかかる光送信装置は、上記の発明において、前記バイアス制御手段は、前記位相比較手段の位相比較結果信号から直流成分を抽出するローパスフィルタと、前記ローパスフィルタの出力信号と制御目標信号との差分を増幅する増幅手段と、前記増幅手段の出力信号と所定の直流バイアス電圧とを加算し前記マッハツェンダ型光変調器に与えるバイアス電圧を発生するバイアス電圧発生手段とを備えたことを特徴とする。

【0033】

この発明によれば、上記の発明において、バイアス制御手段では、位相比較手段の出力信号がローパスフィルタに入力され、位相比較結果信号から直流成分が抽出される。ローパスフィルタの出力信号は、誤差信号として増幅手段に入力される。増幅手段では、ローパスフィルタの出力信号と制御目標信号との差分が増幅される。そして、バイアス電圧発生手段にて、増幅手段の出力信号と所定の直流バイアス電圧とを加算することで、マッハツェンダ型光変調器に与えるバイアス電圧が生成される。

【0034】

つぎの発明にかかる光送信装置は、被変調光信号を駆動信号に従って変調処理して周波数 $2R$ [Hz] のパルス列光信号を出力するマッハツェンダ型光変調器と、前記マッハツェンダ型光変調器の駆動周波数 $1R$ [Hz] の前記駆動信号を発生し前記マッハツェンダ型光変調器に対して出力する駆動手段と、前記マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれる低周波数のディザ信号の周波数成分を電気信号に変換する光信号／電気信号変換手段と、前記光信号／電気信号変換手段の出力信号と前記ディザ信号との位相比較を行う位相比較手段と、前記位相比較手段の位相比較結果信号に基づいて前記マッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧を発生するとともに、発生したバイアス電圧に前記ディザ信号を重ね疊して前記マッハツェンダ型光変調器に出力するバイアス制御手段とを備えたことを特徴とする。

【0035】

この発明によれば、マッハツェンダ型光変調器は、駆動手段が発生する周波数 $1R$ [Hz] の駆動信号によって駆動される。マッハツェンダ型光変調器のバイアス電圧は、バイアス制御手段から供給されるが、このバイアス電圧には、低周波数のディザ信号が重疊されている。したがって、マッハツェンダ型光変調器の出力光信号には、ディザ信号が含まれている。このディザ信号が重疊されているバイアス電圧の供給は、次のようにしてフィードバック制御される。すなわち、マッハツェンダ型光変調器の出力信号の一部が光信号／電気信号変換手段にて電気信号に変換され、マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれるディザ信号成分が検出される。そして、位相比較手段にて、光信号／電気信号変換手段の出力信号とディザ信号との位相比較が行われる。ついで、バイアス制御手段にてその位相比較結果信号に基づきマッハツェンダ型光変調器の動作点の誤差信号が検出され、検出された誤差信号がマッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧に変換され、ディザ信号と重疊されてマッハツェンダ型光変調器のバイアス端子に印加される。

【0036】

つぎの発明にかかる光送信装置は、上記の発明において、前記被変調光信号は、連続光光源、または周波数 $2R$ [Hz] のパルス変調光光源ないしはビットレート $2R$ [bit/sec] のパルス変調光光源から生成されることを特徴とする。

10

20

30

40

50

【0037】

この発明によれば、上記の発明において、前記被変調光信号の光源には、連続光光源、または周波数 $2R$ [Hz] のパルス変調光光源ないしはビットレート $2R$ [bit/sec] のパルス変調光光源が用いられる。

【0038】

つぎの発明にかかる光送信装置は、上記の発明において、前記マッハツェンダ型光変調器は、電極を2つ有し、前記2つの電極に極性が異なる駆動信号を入力することで動作することを特徴とする。

【0039】

この発明によれば、上記の発明において、前記マッハツェンダ型光変調器が有する2つの電極には、極性が異なる駆動信号を入力される。すなわち、当該マッハツェンダ型光変調器は、プッシュプル型である。

【0040】

【発明の実施の形態】

以下に添付図面を参照して、この発明にかかる光送信装置の好適な実施の形態を詳細に説明する。

【0041】

実施の形態1.

図1は、この発明の実施の形態1である光送信装置の構成を示すブロック図である。図1に示す光送信装置は、入力信号端子1と連続光光源2とMZ光変調器3と駆動回路4と終端器15と光出力端子16とからなる送信系と、光カプラ5とフォトダイオード(PD)6とブリアンプ7とバイアス制御回路14とコイル19とディザ信号源12と重畳回路13とからなるバイアス電圧制御系とで構成されている。重畳回路13は、駆動回路4の出力信号とディザ信号源12からのディザ信号とを重畳するようになっている。バイアス制御回路14は、ミキサ8とローパスフィルタ(LPF)9と演算増幅器17とDCバイアス電圧源11と加算器10とを備えている。演算増幅器17の正相入力端(+)は、制御目標電圧入力端子18に接続されている。なお、図1では、コイル19と終端器15が示されているが、コイルおよび終端器を内蔵するMZ型光変調器も知られており、コイルおよび終端器の使用は本質的ではない。

【0042】

入力信号端子1には、MZ光変調器3を駆動する周波数 $1R$ [Hz] の正弦波信号が入力される。駆動回路4は、入力信号端子1に印加される周波数 $1R$ [Hz] の正弦波信号を $2V_{\pi}$ まで増幅し、その駆動信号を重畳回路13に出力する。重畳回路13は、ディザ信号源12が発生する低周波数 f_d [Hz] のディザ信号と駆動回路4が出力する駆動信号とを重畳し、内蔵するコンデンサによってDC成分をカットした駆動信号をMZ光変調器3の駆動端に出力する。なお、重畳回路13がコンデンサを内蔵しない場合は、重畳回路13の破壊防止のために、重畳回路13とMZ型光変調器53との間にコンデンサが必要である。

【0043】

MZ光変調器3は、連続光光源2から入射される連続光を重畳回路13からの駆動信号とコイル19からのDC信号(バイアス電圧)とに従って変調処理を行い、周波数 $2R$ [Hz] のパルス列光信号を出力する。変調された光信号は、光カプラ5を介して光出力端子16から外部に出射され、一部が光カプラ5から低速なPD6に入射される。

【0044】

PD6は、光カプラ5から入射される光信号に含まれる低周波数成分であるディザ信号光成分を電気信号に変換する。したがって、PD6は、低速のものが用いられる。ブリアンプ7は、PD6の出力電気信号を増幅し、ミキサ8の一方の入力端に与える。ミキサ8の他方の入力端には、ディザ信号源12が発生する低周波数のディザ信号が入力されている。したがって、ミキサ8は、低速なディザ信号同士の位相比較を行うことになるので、低速のものが用いられる。

10

20

30

40

50

【0045】

ミキサ8の出力は、LPF9に入力される。LPF9のカットオフ周波数は、 f_d [Hz] に比べて十分低く設定されている。したがって、LPF9は、ミキサ8の出力信号からDC成分のみを抽出する。演算増幅器17は、逆相入力端(－)に印加されるLPF9の出力信号と正相入力端(＋)に印加される制御目標電圧入力端子18の入力信号との差動増幅を行う。通常、制御目標電圧入力端子18の入力信号はゼロである。加算器10は、DCバイアス電源11の出力信号と演算増幅器17の出力信号との加算を行い、バイアス電圧を発生する。バイアス電圧は、コイル19を介してMZ光変調器3の駆動端に与えられる。

【0046】

10

このように、バイアス電圧制御回路14では、ミキサ8の出力信号から誤差信号であるDC成分がLPF9にて抽出され、この誤差信号と制御目標値との差分が演算増幅器17にて求められ、演算増幅器17の出力信号と所定のDCバイアス電圧とを加算器10にて加算することで、誤差信号がMZ光変調器3に与えるバイアス電圧に変換され、コイル19を介してMZ光変調器3に供給される。

【0047】

これによって、MZ光変調器3においては、連続光光源2から入射される連続光が、信号入力端子1から入力される周波数1R [Hz] の正弦波信号に低周波数 f_d [Hz] が重畳された駆動信号によって変調され、2R [Hz] のパルス列光信号が光出力端子16から外部に射出される。その過程で、バイアス電圧制御系によって、MZ光変調器3に対し最

20

適な動作点で安定的に動作するようなバイアス電圧の供給制御が行われることになる。

【0048】

次に、図2～図5を参照して、図1に示した光送信装置で行われるバイアス電圧の供給制御動作を説明する。なお、図2は、図1に示す光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である(バイアス電圧が正しい値の場合)。図3は、図1に示す光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である(バイアス電圧が正しい値から若干高い場合)。図4は、図1に示す光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である(バイアス電圧が正しい値から若干低い場合)。図5は、図1に示すLPFの出力(誤差信号)とバイアス電圧との関係を示す特性図である。

30

【0049】

図2では、バイアス電圧が正しく設定されたときのMZ光変調器3の動作が示されている。入力信号(駆動電圧)(a)は、MZ光変調器3に入力される重畳回路13の出力信号を表している。ディザ信号源12から出力された低周波数 f_d [Hz] のディザ信号は、重畳回路13によって駆動回路4が出力するMZ光変調器駆動信号に重畳される。

【0050】

動作特性曲線(b)は、式(2)で与えられるMZ光変調器3の動作特性曲線を示している。バイアス電圧が正しく設定されていることが示されている。その結果、MZ光変調器3の出力光信号には、(c)に示すように、周波数 $2f_d$ [Hz] の低周波数分光が含まれている。PD6は、この周波数 $2f_d$ [Hz] の低周波数分光を電気信号に変換する。

40

【0051】

この場合には、プリアンプ7の出力には、(d)に示すように、周波数 $2f_d$ [Hz] である電気信号が得られる。(e)は、ディザ信号源12から出力されたディザ信号波形を表している。プリアンプ7の出力信号とディザ信号とを掛け算して同期検波したときのミキサ8の出力は、定数Aをディザ信号源12の出力振幅とし、定数Bをプリアンプ7の出力振幅とすると、

$$\begin{aligned}
 & A \sin (2 \pi \times f d t) \times B \sin (2 \pi \times 2 f d t) \\
 & = (A B / 2) \times \{ \cos (-2 \pi \times 1 f d t) \\
 & \quad - \cos (2 \pi \times 3 f d t) \} \quad \cdots \cdots (6)
 \end{aligned}$$

となる。

【0052】

LPF9のカットオフ周波数は、 $f d [Hz]$ に比べて十分低く設定されている。したがって、LPF9の出力は、 (f) に示すように、0レベルとなる。すなわち、LPF9の出力には、周波数 $f d [Hz]$ のディザ信号成分は観測されないことがわかる。

10

【0053】

図3では、バイアス電圧が正しい値からやや高いときのMZ光変調器3の動作が示されている。入力信号（駆動電圧） (a) は、MZ光変調器3に入力される重畳回路13の出力信号を表している。ディザ信号源12から出力された低周波数 $f d [Hz]$ のディザ信号は、重畳回路13によって駆動回路4が出力するMZ光変調器駆動信号に重畳される。

【0054】

動作特性曲線 (b) は、式 (2) で与えられるMZ光変調器3の動作特性曲線を示している。バイアス電圧が正しい値からやや高い所に設定されていることが示されている。その結果、MZ光変調器3の出力光信号には、 (c) に示すように、周波数 $f d [Hz]$ の低周波数分光が含まれている。PD6は、この周波数 $f d [Hz]$ の低周波数分光を電気信号に変換する。

20

【0055】

この場合には、プリアンプ7の出力には、 (d) に示すように、周波数 $f d [Hz]$ である電気信号が得られる。 (e) は、ディザ信号源12から出力されたディザ信号波形を表している。 (d) および (e) では、プリアンプ7の出力波形とディザ信号波形が逆相の関係にある。ディザ信号の位相を基準とした場合、プリアンプ7の出力信号とディザ信号とを掛け算して同期検波したときのミキサ8の出力は、定数Aをディザ信号源12の出力振幅とし、定数Bをプリアンプ7の出力振幅とすると、

$$\begin{aligned}
 & A \sin (2 \pi \times f d t) \times B \sin (2 \pi \times f d t + \pi) \\
 & = (A B / 2) \times \{ -\cos (0) + \cos (2 \pi \times 2 f d t) \} \quad \cdots (7)
 \end{aligned}$$

30

となる。

【0056】

LPF9のカットオフ周波数は、 $f d [Hz]$ に比べて十分低く設定されている。したがって、LPF9の出力は、 $-(A B / 2)$ となる。つまり、LPF61の出力信号は、 (f) に示すように、負方向のDC信号となり、周波数 $f d [Hz]$ のディザ信号成分が検出できることがわかる。

【0057】

図4では、バイアス電圧が正しい値からやや低いときのMZ光変調器3の動作が示されている。入力信号（駆動電圧） (a) は、MZ光変調器3に入力される重畳回路13の出力信号を表している。ディザ信号源12から出力された低周波数 $f d [Hz]$ のディザ信号は、重畳回路13によって駆動回路4が出力するMZ光変調器駆動信号に重畳される。

40

【0058】

動作特性曲線 (b) は、式 (2) で与えられるMZ光変調器3の動作特性曲線を示している。バイアス電圧が正しい値からやや低い所に設定されていることが示されている。その結果、MZ光変調器3の出力光信号には、 (c) に示すように、図3 (c) とは逆相である周波数 $f d [Hz]$ の低周波数分光が含まれている。PD6は、この周波数 $f d [Hz]$ の低周波数分光を電気信号に変換する。

【0059】

この場合には、プリアンプ7の出力には、 (d) に示すように、周波数が $f d [Hz]$ で

50

ある電気信号が得られる。(e)は、ディザ信号源12から出力されたディザ信号波形を表している。(d)および(e)では、プリアンプ7の出力波形とディザ信号波形が同相の関係にある。ディザ信号の位相を基準とした場合、プリアンプ7の出力信号とディザ信号とを掛け算して同期検波したときのミキサ8の出力は、定数Aをディザ信号源12の出力振幅とし、定数Bをプリアンプ7の出力振幅とすると、

$$A \sin(2\pi \times f d t) \times B \sin(2\pi \times f d t) \\ = (AB/2) \times \{ \cos(0) - \cos(2\pi \times 2 f d t) \} \quad \cdot \cdot (8)$$

となる。

【0060】

LPF9のカットオフ周波数は、fd [Hz] に比べて十分低く設定されている。したがって、LPF9の出力は、AB/2となる。つまり、LPF9の出力信号は、(f)に示すように、正方向のDC信号となり、周波数fd [Hz] のディザ信号成分が検出できることがわかる。

【0061】

LPF9の出力(誤差信号)とバイアス電圧との関係は、例えば図5に示すようになってい。図5において、横軸はバイアス電圧であり、中央に最適電圧点ゼロが規定され、そこから左側が低バイアス電圧で、右側が高バイアス電圧であるとしている。縦軸は、誤差信号であり、中央に0レベルが規定され、そこから上方が正極性(+)であり、下方が負極性(-)であるとしている。

【0062】

図5において、バイアス電圧が、最適電圧点0に設定できているときは、誤差信号は、0レベルである。図2に示したケースである。バイアス電圧が、最適電圧点0から高めに設定されると、誤差信号は、0レベルから負極性側に移行したレベルになる。図3に示したケースである。バイアス電圧が、最適電圧点0から低めに設定されると、誤差信号は、0レベルから正極性側に移行したレベルになる。図4に示したケースである。

【0063】

このように、LPF9からは、バイアス電圧の最適点0からのずれに対応した誤差信号が出力される。したがって、誤差信号が0レベルとなるようにバイアス制御回路14がMZ光変調器3に印加するバイアス電圧を制御することで、MZ光変調器3の動作点ドリフトの問題が解決でき、光出力端子16から出射される光信号の品質劣化を抑制することができる。

【0064】

実施の形態2.

図6は、この発明の実施の形態2である光送信装置の構成を示すブロック図である。なお、図6では、図1に示した構成と同一ないしは同等である構成部分には同一の符号が付されている。ここでは、実施の形態2に関わる部分を中心に説明する。

【0065】

図6に示すように、実施の形態2による光送信装置は、実施の形態1(図1)に示した構成において、重畳回路13を省略し、加算器10にてバイアス電圧にディザ信号源12からのディザ信号を重畳するようにしている。

【0066】

この構成によれば、実施の形態1と同様の作用効果が得られ、光出力端子16から出射される光信号におけるMZ光変調器3の動作点ドリフトによる品質劣化を抑制することができる。

【0067】

実施の形態3.

図7は、この発明の実施の形態3である光送信装置の構成を示すブロック図である。なお、図7では、図1に示した構成と同一ないしは同等である構成部分には同一の符号が付されている。ここでは、実施の形態3に関わる部分を中心に説明する。

10

20

30

40

50

【0068】

図7に示すように、実施の形態3による光送信装置は、実施の形態1（図1）に示した構成において、連続光光源2に代えて、パルス変調光光源21が設けられている。パルス変調光光源21は、周波数 $2R$ [Hz] のパルス変調光、または、ビットレート $2R$ [bit/sec] のパルス変調光を出射することができる。

【0069】

このようなパルス変調光光源21として、例えば、半導体レーザーをゲインスイッチングしたもの、ファイバ型光増幅器を用いたリング発振器、MZ光変調器によって連続光をパルス状に変調したものなどを用いることができる。

【0070】

この実施の形態3によれば、実施の形態1と同様の作用効果が得られ、光出力端子16から出射される光信号におけるMZ光変調器3の動作点ドリフトによる品質劣化を抑制することができる。

【0071】

実施の形態4、

図8は、この発明の実施の形態4である光送信装置の構成を示すブロック図である。なお、図8では、図1に示した構成と同一ないしは同等である構成部分には同一の符号が付されている。ここでは、実施の形態4に関わる部分を中心に説明する。

【0072】

図8に示すように、実施の形態4による光送信装置は、実施の形態1（図1）に示した構成において、MZ光変調器3に代えて、MZ光変調器31が設けられ、それに伴い移相器32およびデバイダ33が設けられている。また、終端器34が設けられている。

【0073】

MZ光変調器31は、電極を2つ有するプッシュプル型MZ光変調器である。デバイダ33は、重畳回路13の出力信号振幅を2等分した変調器駆動信号を生成する。デバイダ33が生成する変調器駆動信号の一方は、プッシュプル型MZ光変調器が持つ2つの電極の一方に直接入力される。デバイダ33が生成する変調器駆動信号の他方は、移相器32にて 180° 移相されてプッシュプル型MZ光変調器が持つ2つの電極の他方に入力される。つまり、MZ光変調器31が有する2つの電極には、位相が 180° 異なる変調器駆動信号が入力される。

【0074】

この構成によれば、実施の形態1と同様の作用効果が得られ、光出力端子16から出射される光信号におけるMZ光変調器31の動作点ドリフトによる品質劣化を抑制することができる。加えて、プッシュプル型MZ光変調器を用いたので、光出力中に含まれるチャープの低減効果が得られる。

【0075】

【発明の効果】

以上説明したように、この発明によれば、駆動手段によって、マッハツェンダ型光変調器の周波数 $1R$ [Hz] の信号と低周波のディザ信号との重畳が行われ、マッハツェンダ型光変調器が駆動される。マッハツェンダ型光変調器のバイアス電圧は、バイアス制御手段から供給されるが、このバイアス電圧の供給は、次のようにしてフィードバック制御される。すなわち、マッハツェンダ型光変調器の出力信号の一部が光信号／電気信号変換手段にて電気信号に変換され、マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれるディザ信号成分が検出される。そして、位相比較手段にて、光信号／電気信号変換手段の出力信号とディザ信号源の出力信号との位相比較が行われる。ついで、バイアス制御手段にて、その位相比較結果信号に基づきマッハツェンダ型光変調器の動作点の誤差信号が検出され、検出された誤差信号がマッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧に変換され、マッハツェンダ型光変調器のバイアス端子に印加される。これによって、マッハツェンダ型光変調器では、動作点ドリフトが補償されるので、マッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトによる送信光信号の品質劣化が抑制される。ここで、光信号／電気

10

20

30

40

50

信号変換手段や位相比較手段は、低速のものでよいので、安価に構成することができる。

【0076】

つぎの発明によれば、上記の発明において、バイアス制御手段では、位相比較手段の出力信号がローパスフィルタに入力され、位相比較結果信号から直流成分が抽出される。ローパスフィルタの出力信号は、誤差信号として増幅手段に入力される。増幅手段では、ローパスフィルタの出力信号と制御目標信号との差分が増幅される。そして、バイアス電圧発生手段にて、増幅手段の出力信号と所定の直流バイアス電圧とを加算することで、マッハツェンダ型光変調器に与えるバイアス電圧が生成される。このようにしてバイアス制御手段では、動作点ドリフトを補償するバイアス電圧を生成し、マッハツェンダ型光変調器に供給することができる。

10

【0077】

つぎの発明によれば、マッハツェンダ型光変調器は、駆動手段が発生する周波数 $1R$ [Hz] の駆動信号によって駆動される。マッハツェンダ型光変調器のバイアス電圧は、バイアス制御手段から供給されるが、このバイアス電圧には、低周波数のディザ信号が重畳されている。したがって、マッハツェンダ型光変調器の出力光信号は、ディザ信号が含まれている。このディザ信号が重畳されているバイアス電圧の供給は、次のようにしてフィードバック制御される。すなわち、マッハツェンダ型光変調器の出力信号の一部が光信号／電気信号変換手段にて電気信号に変換され、マッハツェンダ型光変調器の出力光信号に含まれるディザ信号成分が検出される。そして、位相比較手段にて、光信号／電気信号変換手段の出力信号とディザ信号との位相比較が行われる。ついで、バイアス制御手段にて、その位相比較結果信号に基づきマッハツェンダ型光変調器の動作点の誤差信号が検出され、検出された誤差信号がバイアス制御手段にてマッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトを補償するバイアス電圧に変換され、ディザ信号と重畳されてマッハツェンダ型光変調器のバイアス端子に印加される。これによって、マッハツェンダ型光変調器は、動作点ドリフトが補償されるので、マッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトによる送信光信号の品質劣化が抑制される。ここで、光信号／電気信号変換手段や位相比較手段は、低速のものでよいので、安価に構成することができる。

20

【0078】

つぎの発明によれば、上記の発明において、被変調光信号の光源には、連続光光源、または周波数 $2R$ [Hz] のパルス変調光光源なしはビットレート $2R$ [bit/sec] のパルス変調光光源を用いることができる。

30

【0079】

つぎの発明によれば、上記の発明において、マッハツェンダ型光変調器が有する2つの電極には、極性が異なる駆動信号を入力される。すなわち、当該マッハツェンダ型光変調器は、プッシュプル型である。これによって、マッハツェンダ型光変調器の動作点ドリフトによる送信光信号の品質劣化が抑制されるのに加えて、光信号中に含まれるチャープの低減効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1である光送信装置の構成を示すブロック図である。

40

【図2】 図1に示す光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である（バイアス電圧が正しい値の場合）。

【図3】 図1に示す光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である（バイアス電圧が正しい値から若干高い場合）。

【図4】 図1に示す光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である（バイアス電圧が正しい値から若干低い場合）。

【図5】 図1に示すミキサの出力（誤差信号）とバイアス電圧との関係を示す特性図である。

【図6】 この発明の実施の形態2である光送信装置の構成を示すブロック図である。

【図7】 この発明の実施の形態3である光送信装置の構成を示すブロック図である。

【図8】 この発明の実施の形態4である光送信装置の構成を示すブロック図である。

50

【図 9】従来の光送信装置の構成例を示すブロック図である。

【図 10】図 9 に示す従来の光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である（バイアス電圧が正しい値の場合）。

【図 11】図 9 に示す従来の光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である（バイアス電圧が正しい値から若干高い場合）。

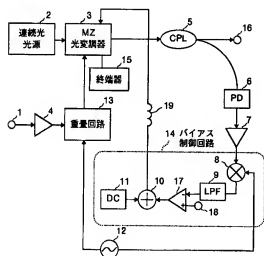
【図 12】図 9 に示す従来の光送信装置でのバイアス電圧の供給制御動作を説明する各部の波形図である（バイアス電圧が正しい値から若干低い場合）。

【符号の説明】

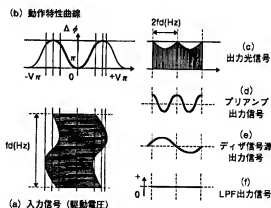
1 入力信号端子、2 連続光光源、3 マッハツェンダ型光変調器（MZ 光変調器：シングル型）、4 駆動回路、5 光カプラ（CPL）、6 受光素子（PD）、7 プリアンプ、8 ミキサ、9 ローパスフィルタ（LPF）、10 加算器、11 DC バイアス電圧源、12 ディザ信号源、13 重畳回路、14 バイアス制御回路、15、34 終端器、16 光出力端子、17 演算増幅器、18 制御目標電圧入力端子、19 コイル、21 パルス変調光光源、31 マッハツェンダ型光変調器（MZ 光変調器：プッシュプル型）、32 移相器、33 デバイダ。

10

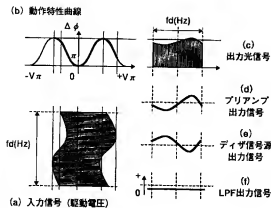
【図 1】



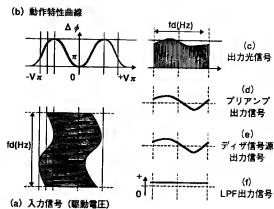
【図 2】



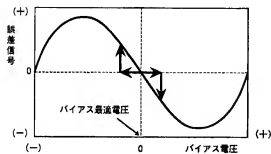
【図 3】



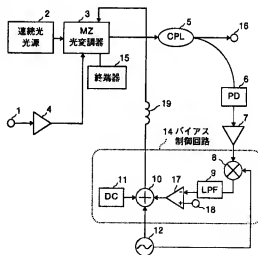
【図 4】



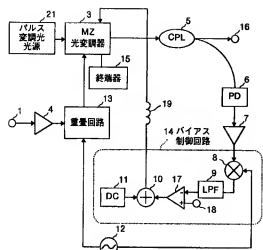
【図 5】



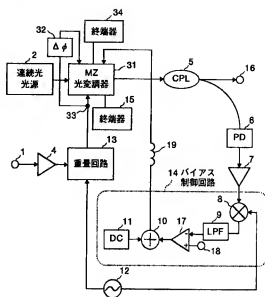
【図 6】



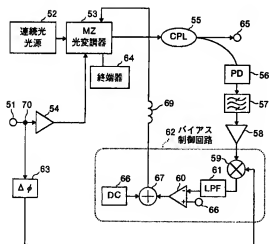
【図 7】



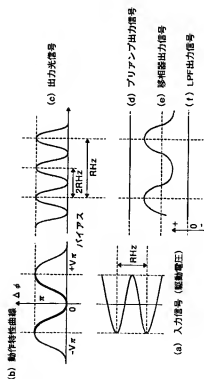
【図 8】



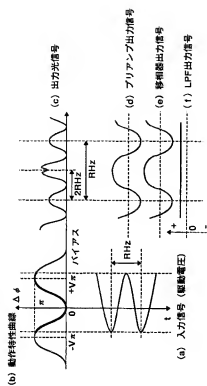
【図 9】



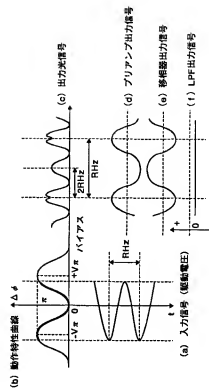
【図 10】



【図 1 1】



【図 1 2】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁷

F I

テーマコード (参考)

H O 4 B 10/152

H O 4 B 10/26

H O 4 B 10/28

F ターム(参考) 5K102 AA01 AA11 AA68 AHO2 KA19 KA39 MA04 MB04 MB15 MC28
MD01 MD03 MH02 MH20 MH27 PB20 PH02 PH47 RD02 RD03
RD15